

20.12.2004

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 3 年 1 2 月 1 7 日

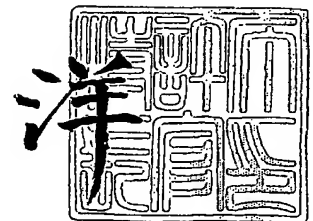
出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 4 1 9 0 1 4
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 4 1 9 0 1 4]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社豊田中央研究所
株式会社デンソー

2 0 0 5 年 2 月 3 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



【書類名】 特許願
【整理番号】 P03063TT
【提出日】 平成15年12月17日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H04Q 9/00
【発明者】
 【住所又は居所】 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1 株式会社豊田中央研究所内
 【氏名】 宇田 尚典
【発明者】
 【住所又は居所】 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1 株式会社豊田中央研究所内
 【氏名】 林 宏明
【発明者】
 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内
 【氏名】 加後 義行
【発明者】
 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内
 【氏名】 田中 幸臣
【発明者】
 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内
 【氏名】 遠藤 和彦
【特許出願人】
 【識別番号】 000003609
 【氏名又は名称】 株式会社豊田中央研究所
【特許出願人】
 【識別番号】 000004260
 【氏名又は名称】 株式会社デンソー
【代理人】
 【識別番号】 100087723
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 藤谷 修
 【電話番号】 052-232-0733
 【ファクシミリ番号】 052-232-0737
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 007445
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9102995

【書類名】特許請求の範囲

【請求項 1】

複数段の増幅回路を有して、間欠的に発信された高周波信号を検波して検出信号を生成し、その検出信号に応じて前記高周波信号が検出されたことを示す起動信号を出力する起動信号出力回路において、

前記増幅回路の段間のうちいずれか 1 つの段間における信号伝送線路上に、容量 C を直列に挿入することによって、ハイパスフィルタ特性を与えたことを特徴とする起動信号出力回路。

【請求項 2】

前記ハイパスフィルタ特性のカットオフ周波数 f_c は、

間欠的に発信される前記高周波信号の間欠的な到来周期 T に対応する周波数 ($= 1/T$) よりも小さく設定されている

ことを特徴とする請求項 1 に記載の起動信号出力回路。

【請求項 3】

所望のカットオフ周波数 f_c に対して、前記容量 C は、その容量 C が入力側に接続される前記増幅回路の入力インピーダンス Z に対して、

$$2\pi f_c \cdot C \cdot |Z| \approx 1$$

を満たす様に設定されていることを特徴とする請求項 2 に記載の起動信号出力回路。

【請求項 4】

前記増幅回路を構成するトランジスタに流れるバイアス電流を極微小値に制限することにより前記増幅回路にローパスフィルタ特性を与え、その特性と前記容量によるハイパスフィルタ特性とによりバンドパスフィルタ特性を与えた

ことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 の何れか 1 項に記載の起動信号出力回路。

【請求項 5】

前記増幅回路のうち最前段の高周波信号を整流して検波する増幅回路は、前記高周波信号を検波する検知ダイオードと、

差動対トランジスタ T_{rL} , T_{rR} を有する差動増幅器と、

この差動増幅器の電流を規定するカレントミラー回路と

を備え、

前記差動対トランジスタの一方 T_{rL} のベース電流は、前記検知ダイオードを流れる電流の直流成分と略一致し、

前記差動対トランジスタ T_{rL} , T_{rR} を流れる電流の合計は、前記カレントミラー回路によって略一定に規定されている

ことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 の何れか 1 項に記載の起動信号出力回路。

【請求項 6】

前記増幅回路のうち最前段の高周波信号を整流して検波する増幅回路は、倍電圧検波回路を有し、

前記高周波信号を検波する検知ダイオードは、

前記倍電圧検波回路の一部を構成している

ことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 の何れか 1 項に記載の起動信号出力回路。

【書類名】明細書

【発明の名称】起動信号出力回路

【技術分野】

【0001】

本発明は、間欠的に発信された高周波信号（RF）を入力して検出信号を出力する変換回路を有する起動信号出力回路に関する。

【0002】

ただし、上記の検出信号とは、上記の高周波信号（RF）の波形の包絡線によって決定される波形のレベル（振幅）が略一定、或いは略一定以上である期間に生じる、検知ダイオードより整流された信号に基づいて生成される出力信号を意味している。したがって、上記の高周波信号（RF）が断続的に到来したり、或いはその到来の有無が周期的であったりした場合には、上記の検出信号の波形も周期的と成り得る。高周波信号の包絡線を検波しており、その期間だけ直流電位を出力するという意味で、検出信号は直流と見做せるが、高周波信号の包絡線によって変動するという意味では交流でもある。以下、検出信号の直流電位は、このような意味で用いられている。

【0003】

本願発明の起動信号出力回路は、例えば移動体通信機などに有用であり、今後本発明の適用が期待される製品分野としては、少なくとも、ETC、スマートプレート、LAN、監視システム、キーフリーシステム等を挙げることができる。

【背景技術】

【0004】

ダイオード検波による高周波検出技術としては、例えば、下記の特許文献1乃至特許文献5に記載の技術などが既に公知である。

これらの従来装置の中には、検出信号を多段の増幅回路で増幅したり、レベル判定を行ったりするものが多いが、その様な起動信号出力回路においては、信号が直流であるために、各段は直結合の接続形態とされている。

【特許文献1】特許第2561023号公報

【特許文献2】特許第2605827号公報

【特許文献3】特開平4-291167号公報

【特許文献4】特許第3202624号公報

【特許文献5】特開平10-56333号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、例えば-60dBmという極めて微弱の高周波信号を電源電圧の低下時にも安定して検出できるようにする際などには、上記の各段の直結合の回路構成が問題となる。即ち、各段の増幅器で発生した雑音は直流付近で大きな値を示し、その雑音の直流成分も後段の増幅器に伝搬するという問題が生じる。このことは、高周波信号の誤検出の原因となり、感度を向上させることができない原因となる。

また、各段の増幅器を構成するトランジスタなどを全て同一特性に形成することは困難なので、各段間において直流電位のオフセットが生じ得る。このオフセット電位は、後段に伝搬すると、検出信号や参照信号などの信号レベルもオフセットするので、その結果、トランジスタが飽和して真の検出信号の増幅が実行できない場合がある。そして、このような現象は、勿論、誤動作などの原因となり得る。

【0006】

本発明は、上記の課題を解決するために成されたものであり、その目的は、極めて高感度の起動信号出力回路を実現することであり、特に、本発明の主眼は、S/N比を向上させることや、検出精度を向上させることにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記の課題を解決するためには、以下の手段が有効である。

即ち、本発明の第1の手段は、複数段の増幅回路を有して、間欠的に発信された高周波信号を検波して検出信号を生成し、その検出信号に応じて高周波信号が検出されたことを示す起動信号を出力する起動信号出力回路において、増幅回路の段間のうちいずれか1つの段間における信号伝送線路上に、容量Cを直列に挿入することによって、ハイパスフィルタ特性を与えたことを特徴とする。

【0008】

上記の増幅回路は、信号レベルを増大するものの他、信号を他の参照信号と比較して出力するものなど出力レベルを大きく増幅しないものも含む概念である。増幅回路の段数は任意である。通常、最前段の増幅回路は、高周波信号を整流して増幅する回路であり、検出・増幅回路である。以下、複数段の増幅回路を経て、高周波信号が受信された時、受信されていない時とが、区別し得る起動信号が出力される。

【0009】

また、本発明の第2の手段は、上記の第1の手段において、ハイパスフィルタ特性のカットオフ周波数 f_c を、間欠的に発信される高周波信号の間欠的な到来周期Tに対応する周波数 $(=1/T)$ よりも小さく設定したことを特徴とする。

【0010】

また、本発明の第3の手段は、上記の第2の手段において、所望のカットオフ周波数 f_c に対して、容量Cは、その容量Cが入力側に接続される増幅回路の入力インピーダンスZに対して、 $2\pi f_c \cdot C \cdot |Z| \simeq 1$ 満たす様に設定されていることを特徴とする。

【0011】

また、本発明の第4の手段は、上記の第1乃至第3の何れか1つの手段において、増幅回路を構成するトランジスタに流れるバイアス電流を極微小値に制限することにより増幅回路にローパスフィルタ特性を与え、その特性と容量によるハイパスフィルタ特性とによりバンドパスフィルタ特性を与えたことを特徴とする。

【0012】

また、本発明の第5の手段は、上記の第1乃至第4の何れか1つの手段において、増幅回路のうち最前段の高周波信号を整流して検波する増幅回路は、高周波信号を検波する検知ダイオードと、差動対トランジスタ T_{rL} 、 T_{rR} を有する差動増幅器と、この差動増幅器の電流を規定するカレントミラー回路とを備え、差動対トランジスタの一方 T_{rL} のベース電流は、前記検知ダイオードを流れる電流の直流成分と略一致し、差動対トランジスタ T_{rL} 、 T_{rR} を流れる電流の合計は、カレントミラー回路によって略一定に規定されていることを特徴とする。

【0013】

また、本発明の第6の手段は、上記の第1乃至第5の何れか1つの手段において、増幅回路のうち最前段の高周波信号を整流して検波する増幅回路は、倍電圧検波回路を有し、高周波電力を検波する検知ダイオードは、倍電圧検波回路の一部を構成していることを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

本発明の第1の手段によれば、複数段の増幅回路の段間の信号線路上に直列に容量を挿入したので、雑音の直流成分および直流付近の成分の後段への伝搬が防止される。この結果、検出精度及び検出感度が向上する。増幅回路で発生する雑音の周波数特性は $1/f$ 特性を示しているので、直流付近に大きな雑音電力が存在し、全体の雑音電力は、ほとんどこの直流付近の成分によって支配されている。この容量によりこの直流付近の雑音成分が遮断され、雑音成分は後段に伝搬しない。この結果として、検出精度と検出感度が向上する。また、各段の増幅回路の直流電位のオフセットの伝搬も遮断される結果、後段のトランジスタが飽和することが防止され、検出信号と参照信号の直流電位の伝搬が遮断されるので誤判定が防止される。したがって、検出精度及び検出感度が向上する。一方、高周波信

号は、間欠的に発信された信号を前提としている。したがって、整流後の検出信号は、高周波信号の包絡線を表すことになり、包絡線の変動に関する情報は、包絡線の検波波形が歪んだとしても、後段に伝搬させることができるので、S/N比を増大して高周波信号を精度良くかつ高感度で検出することが可能となる。

【0015】

また、本発明の第2の手段は、間欠的に発信される高周波信号の繰り返し周期（包絡線の周期）Tの逆数で決定される周波数をハイパスフィルタのカットオフ周波数としたものである。したがって、容量を各段の増幅回路の段間の伝送線路に直列に挿入しても、包絡線の周期以上の周波数は後段に伝搬する。したがって、高周波信号の受信の有無を判定するための検出信号は後段に伝搬することになるが、支配的な雑音成分の伝搬は遮断される。これにより、S/N比が向上して、検出精度と検出感度を向上させることができる。

【0016】

また、本発明の第3の手段は、上記のカットオフ周波数f。に対して、後段の増幅回路の入力インピーダンスから容量の値を決定したことを特徴とする。したがって、第2の手段の効果を実現することが可能となる。

【0017】

また、本発明の第4の手段によれば、周波数の高い信号の伝搬が遮断される。すなわち、検知ダイオードによる検波には、非線形特性が用いられているので、高周波の包絡線信号（基本波）の他に、これらの高次の高調波も生じる。しかし、間欠的に発信している高周波信号の有無を検出するには、基本波成分だけか、基本波成分と低次の高調波だけあれば十分である。よって、基本波成分だけ、または、基本波成分と低次の高調波だけが、通過するようなバンドパスフィルタを全体として構成すれば、高い周波数領域に存在する高調波成分や雑音成分の伝搬も遮断されるために、検出精度と検出感度はより向上することになる。

【0018】

また、本発明の第5の手段によれば、差動増幅器の差動対トランジスタのバイアス電流とバイアス電圧を、検知ダイオードを流れる電流で制御し、その電流をカレントミラー回路により制御している。したがって、検知ダイオードには極微弱のバイアス電流（例えば、nA程度）を安定して供給できるので、電源電圧の低下に強く、検出感度の向上を実現することができる。また、差動増幅器を用いて信号を増幅することから、電源電圧の変動や低下に対する耐性が大きくなり、検出精度も向上する。

【0019】

また、本発明の第6の手段によれば、倍電圧検波回路を内在させているので、検出感度を向上させ、起動信号出力回路のS/N比を効果的に向上させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

以下、本発明を具体的な実施例に基づいて説明する。

ただし、本発明の実施形態は、以下に示す個々の実施例に限定されるものではない。

【実施例1】

【0021】

図1は、本実施例1の起動信号出力回路200の回路図である。

1. 全体の構成

基準トランジスタTr0とその負荷抵抗R0と、従属トランジスタTr3, Tr9, Tr10などにより、カレントミラー回路が構成されている。負荷抵抗R0は、基準トランジスタTr0のコレクタ電流を最適化するためのものである。従属トランジスタTr3, Tr9, Tr10のベース電位は基準トランジスタTr0のベース電位に等しいので、各従属トランジスタを流れる電流は、基準トランジスタTr0を流れる電流と同量に規定される。

【0022】

検波・増幅回路210の検知ダイオードは、コレクタとベースとが接続された（この接

続によりダイオードが構成されるので、以下、この接続を「ダイオード接続」という) トランジスタ T_{r4} から成り、この検知ダイオード T_{r4} は、トランジスタ T_{r5} と、マッチング回路 MC 内のキャパシタと、 A 点のキャパシタ C_a と、トランジスタ T_{r1} 及び T_{r3} から生成される抵抗成分とによって、倍電圧検波回路を形成している。即ち、検知ダイオード T_{r4} は倍電圧整流作用を奏する。上記のトランジスタ T_{r1} が、本発明の第 5 の手段でいう所の差動対トランジスタ T_{rL} に相当する。

上記の検知ダイオードを有する検波・増幅回路 210 と、次段の増幅回路 220 との段間の信号伝達線路上には、容量 C_1 、 C_2 がそれぞれ直列に挿入されている。増幅回路 220 の回路構成には、検波・増幅回路 210 と同じ回路構成が利用されている。また、増幅回路 220 と次段のバッファ 232 との段間の信号伝達線路上にも、容量 C_3 が直列に挿入されている。各段間容量 (C_1 、 C_2 、 C_3) の各容量値はそれぞれ何れも 20 pF である。

【0023】

二値化回路 230 の前段に挿入されているバッファ 232 は、周知のバッファアンプの回路構成を有しており、レベルシフトの働きと、二値化回路 230 の $CMOS$ のゲートが不安定になるのを防止する働きの 2 つの作用を同時に奏する。高周波信号の受信の有無を示す信号は、二値化回路 230 の $CMOS$ により矩形波に整形されて、最終的な起動信号として出力される。

【0024】

2. 検波・増幅回路 210

図 2 に起動信号出力回路 200 の検波・増幅回路 210 の回路図を示す。検知ダイオード (T_{r4}) の高周波信号が入力される第 1 端子側には、高周波信号を効率よく入力するためのマッチング回路 MC が接続されている。このマッチング回路 MC は、周知の構成のものであり、図示したもの以外の公知の構成も採用可能である。図 2 のマッチング回路 MC は、 RF 入力端からの高周波信号の伝送線路に対して直列に挿入されたキャパシタ C_{00} と、このキャパシタ C_{00} の出力端に接続され且つ他端が接地されたキャパシタ C_0 と、キャパシタ C_{00} の出力端に接続され且つ他端が接地されていないオープンハーフスタブ S_H と、キャパシタ C_{00} の出力端に接続され且つ上記の伝送線路上に直列に挿入されたスタブ S とを有して成り、スタブ S の他端がマッチング回路 MC の出力端になっている。

【0025】

電源 V_{cc} と接地間に、抵抗 R_{00} 、 R_{01} 、トランジスタ T_{r00} から成る等価負荷抵抗 R_0 とトランジスタ T_{r0} の直列接続が配置されている。また、電源 V_{cc} と接地間にトランジスタ T_{r3} と、そのトランジスタの負荷であるトランジスタ T_{r1} と T_{r2} とを差動対トランジスタとする差動増幅器との直列接続が配設されている。

【0026】

トランジスタ T_{r1} (差動対トランジスタ T_{rL}) のベースには、トランジスタのダイオード接続によって形成される検知ダイオード T_{r4} のエミッタが接続されている。また、検知ダイオード T_{r4} のコレクタは、ダイオード接続のトランジスタ T_{r5} を介して電源 V_{cc} に接続されている。同様に、トランジスタ T_{r2} (差動対トランジスタ T_{rR}) のベースには、トランジスタのダイオード接続により構成された非検知ダイオード T_{r6} のエミッタが接続され、非検知ダイオード T_{r6} のコレクタはダイオード接続のトランジスタ T_{r7} を介して電源 V_{cc} に接続されている。また、差動対トランジスタ (T_{r1} 、 T_{r2}) のベース端子 (A 点) と接地間には、平滑キャパシタ C_a が配設されている。

【0027】

図 3 は、本実施例に用いられている倍電圧検波回路の等価回路である。マッチング回路 MC の容量 C_{00} 、ダイオード接続のトランジスタ T_{r4} 、 T_{r5} によるダイオード T_{r4} 、 T_{r5} 、容量 C_b 、トランジスタ T_{r1} による抵抗 T_{r1} とから、倍電圧検波回路が構成されている。入力端子の信号電圧が負の半周期の時、ダイオード T_{r5} が導通し、容量 C_{00} が図中の極性に、入力信号の最大値 V_m まで充電される。入力信号の次の正の半周期には、ダイオード T_{r5} は導通せず、ダイオード T_{r4} (検知ダイオード) が導通する。

この時、容量 C_{00} に充電された電圧 V_m が入力信号に加わるので、容量 C_2 の端子電圧は約 $2V_m$ まで充電される。

したがって、このような倍電圧検波回路を用いることにより、 S/N 比を増加させて受信感度をさらに向上させることができる。

【0028】

以下、図2を用いて、検波・増幅回路210の動作を詳しく説明する。カレントミラー回路の基準電流 I_{ref} ($=I_{r0}$ のコレクタ電流) と従属電流 I_d ($=I_{r3}$ のコレクタ電流) とは、カレントミラー回路の作用により、略一致することが保証される。即ち、トランジスタ T_{r0} 、 T_{r3} のバイアス電圧は等しいので、両トランジスタを流れる各電流量は、それらの負荷に係わらずほぼ一致する。この電流 I_d を、抵抗 R_0 を用いて μA オーダーに制御すると、トランジスタ T_{r1} のベース電流 I_{dia} やトランジスタ T_{r2} のベース電流 I_{dib} は、トランジスタ T_{r1} の電流増幅率 β に対して I_d/β となる。よって、トランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} のベース電流は、必然的に数十 nA のオーダーとなるので、自動的に低いバイアス電流を差動対トランジスタ (T_{r1} 、 T_{r2}) に供給することができる。この作用により、トランジスタ T_{r4} のバイアス電流を非常に小さくすることができるので消費電力が抑制されると共に、非線形特性を有効に用いることができることから高周波信号の検出感度を向上させることができる。換言すると、トランジスタ T_{r4} 、 T_{r6} から見れば、それらのトランジスタと、それぞれ、トランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} とのダーリントン接続により得られる極めて高い負荷抵抗を設けたことと等価となる。

【0029】

上記の様なカレントミラー回路を利用した回路構成により、基準トランジスタ T_{r0} の基準電流 I_{ref} と従属電流 I_d とは常に同量になる ($I_{ref} = I_d$)。また、細部においては例えば、2つの MOSFET から成る素子 $M1$ 、 $M2$ もカレントミラー回路を構成しているため、それぞれから出力される電流 I_a と電流 I_b とは同量になる。また、図2の記号 I_c は、差動対トランジスタ T_{r2} (差動対トランジスタ T_{rR}) のコレクタ電流を表している。

【0030】

マッチング回路を通して高周波が入力されると、その高周波は、検知ダイオードに相当するトランジスタ T_{r4} 等によって倍電圧整流されるので、これにより、A点の電位が上昇する。その結果、トランジスタ T_{r1} に流れる直流電流 I_a は、 Δa 増加する。また、差動増幅器のアクティブ負荷を構成する2つの MOSFET ($M1$ 、 $M2$) についても、カレントミラー回路が構成されているため、電流 I_a 及び反対側 ($M2$ 側) の電流 I_b に付いても同様に Δa 増加する。

(電流の方程式)

$$\begin{aligned} I_a &= I_b, \\ I_{ref} &= I_d = I_a + I_c = \text{一定} \end{aligned} \quad \dots (1)$$

【0031】

この時、従属トランジスタ T_{r3} のコレクタ電流 I_d は、上記のカレントミラー回路の作用により電流 I_{ref} と常時同量であるため増加しない。また、MOSFET から成る素子 $M1$ はダイオード接続されているので、高周波信号の入力があってもB点の電位は変動しない。これは、高周波信号の入力があっても、図中の電流 V_{outa} が変動しないことを意味するものである。

したがって、高周波信号の入力がある時には、電流 I_a 、 I_b は、上記の通りそれぞれ Δa だけ増え、また、電流 I_c は式(1)から判る様に Δa だけ減る。このため、高周波信号の入力がある時には、図中の V_{outb} は、 $2\Delta a$ だけ増える。言い換えれば、高周波信号の入力がある時には、C点の電位は、 V_{outb} が $2\Delta a$ だけ増える様に上昇する。これがこの検出・増幅回路210の動作原理である。

【0032】

即ち、この様な回路構成に従えば、検知ダイオード T_{r4} の直流電位 (カソード端電位) と、非検知ダイオード T_{r6} の直流電位 (カソード端電位) との差分に基づいて、所望

の高周波信号を効率よく高精度に検知することができる。また、この様な構成に従えば、電源電位 V_{cc} が降下した場合にも、差動増幅器の差動対トランジスタ (T_{r1} , T_{r2}) の両バイアス電位がバランス良く下がるため、出力電位の差分 ((検出側 DC) - (参照用 DC)) の符号が、電源電位の降下により、不当に逆転する等の不都合が回避できる。よって、この作用により、電源電圧のドリフトによる検出誤りを効果的に防止することができる。

【0033】

3. 増幅回路 220

図 4 に起動信号出力回路 200 の増幅回路 220 の回路図を示す。この回路構成は、検波・増幅回路 210 と殆ど同じ構成になっており、略同様の増幅作用を奏する。したがって、例えば、増幅回路 220 の差動対トランジスタの一方を構成しているトランジスタ T_{r8} のベース端子に位置する b 点におけるバイアス電圧は、検波・増幅回路 210 のトランジスタ T_{r1} の A 点におけるバイアス電圧と同様に、1.8~1.9 V 程度の範囲に最適化されているので、トランジスタ T_{r8} の利得は、トランジスタ T_{r1} の利得と同様に高く設定されている。トランジスタ T_{r8} 、 T_{r9} のベースに接続される信号線に容量 $C1$ 、 $C2$ が設けられていることが本件発明の特徴である。

【0034】

シミュレータを使って b 点からトランジスタ T_{r8} に定常的に流れ込む直流電流 i_b を演算した所、9.26 nA の電流が確認された。その時の b 点の電位は 1.87 V であったので、この増幅回路 220 の入力インピーダンス $|Z|$ は、201.9 M Ω である。

図 4 の段間容量 $C1$ の容量値を $C1$ とすると、上記の通り $C1 = 20$ pF であるので、回路理論から、増幅回路 220 の入力インピーダンス $|Z|$ とこの容量 $C1$ によって生成されるハイパスフィルタのカットオフ周波数 f_c は、次式 (2) の通りになる。

$$2\pi f_c \cdot C1 \cdot |Z| = 1, \\ \therefore f_c = 39.4 \text{ [Hz]} \quad \dots (2)$$

【0035】

したがって、このハイパスフィルタは、直流付近の信号のみを遮断する非常に帯域の狭いフィルタを構成している。図 5-A は、容量 $C1$ 、 $C2$ を設けない時の検波・増幅回路 210 の出力信号 $V1_{outb}$ の雑音の周波数分析である。この図からも明らかなように、直流で 42 nV あり、雑音のほとんどは 20 Hz 以下の成分であることが理解される。したがって、容量 $C1$ を設けて、出力信号 $V1_{outb}$ のから 0~39.4 [Hz] の信号を遮断すれば、極めて効果的に雑音成分を除去することが可能となり、S/N 比を向上させることができる。また、図 5-B は、容量 $C1$ 、 $C2$ 、 $C3$ を設けない時の増幅回路 220 の出力信号 $V2_{outa}$ の雑音の周波数分析である。この図からも明らかなように、直流で 19 μ V あり、雑音のほとんどは 20 Hz 以下の成分であることが理解される。したがって、容量 $C3$ を設けて、出力信号 $V2_{outa}$ から 0~39.4 [Hz] の信号を遮断すれば、極めて効果的に雑音成分を除去することが可能となり、S/N 比を向上させることができる。

【0036】

このように、増幅回路の段間の伝送線路に容量を設けることで、雑音が後段に伝搬することを防止でき、したがって、各段の増幅回路において、雑音を極めて少なくした状態での増幅や信号レベルの判定をすることが可能となり、信号レベルの誤差が後段に伝搬しないので、極めて検出精度及び感度の高い起動信号出力回路となる。

【0037】

また、高周波信号の到来周期 T に対応する周波数 ($f_A \equiv 1/T$) に対して、「 $f_c \leq f_A$ 」或いは「 $f_c \ll f_A$ 」成る関係を確保することができれば、これにより、フリッカ雑音などの低周波雑音や DC オフセットを取り除きつつ、高周波信号を整流した検出信号を効率よく伝達・増幅することができる。

【0038】

4. シミュレーションによる効果の検証

以下のシミュレーションは、上記の起動信号出力回路 200 において、想定されるフリッカーノイズに対して、どの程度の S/N 比が得られるかを検証するためのものである。シミュレーションは以下の条件で行った。

【0039】**(1) 電源**

(a) 電源電圧 : 3.0 V (DC)

(b) 電源電流 : 18 μ A

(2) 高周波信号

(a) 周波数 : 5.8 GHz

(b) 電力 : -60 dBm

(c) 入力波形 : ASK 変調を受けた波形

(d) 入力時間 : 781 μ sec

(e) 入力周期 T : 2.343 msec

(f) 1/T : 426.8 Hz ($\gg 39.4 \text{ Hz} = f_c$)

【0040】

図 6-A は、容量 C1、C2 を通過した後の各入力 (図 4 の b 点) を示すグラフであり、図 6-B は、容量 C1 を通過した後の入力 V1outb の電位 (図 4 の b 点) における雑音の周波数成分を示したグラフである。また、図 7-A は、バッファ回路 232 の出力 (二値化回路 230 の入力) V3out (図 1) を示すグラフであり、図 7-B、図 7-C は、その出力 V3out に含まれる雑音の周波数成分を示すグラフである。

【0041】

図 5-A と図 6-B とを比較すれば明らかなように、150 Hz 以下の雑音成分が大きく除去されていることが理解される。更に、図 5-B と図 7-B、C を比較すれば明らかなように、二値化回路 230 の入力信号 V3out に現れる雑音も 300 Hz 以下の成分が大きく除去されていることが理解される。これらは、容量 C1、C2、C3 を複数段の増幅器の段間に挿入したことによる効果である。

【0042】

図 8-A は、増幅回路 220 の入力信号 (図 1 の b 点) に関する S/N 比を直感的に示すために、図 6-B の入力信号と図 6-B の雑音の周波数成分とに基づいて表現した信号波形を示している。また、図 8-B は、バッファ 232 の出力信号 (V3out) に関する S/N 比を直感的に示すために、図 7-A の出力信号と図 7-B、C の雑音の周波数成分とに基づいて表現した信号波形を示している。以上のシミュレーションの結果から、本実施例 1 の起動信号出力回路 200 においては、各増幅器の段間において、検出信号のレベルに対して、ほとんど雑音がないに等しい S/N 比が得られることが判る。

【0043】

即ち、本発明によれば、各段間容量 (例: C1, C2, C3) の挿入により、各増幅回路で生じる DC オフセットを取り除くことができ、更に、回路全体として生じるバンドパスフィルタの作用により、装置 (起動信号出力回路) の S/N 比を向上させることができる。また、本発明は、回路を構成する各素子の特性のバラツキに対して、補償効果があるので、起動信号出力回路を量産する際には歩留まり向上にも役立つ。

【0044】

おな、上記実施例においては、検波・増幅回路 210、増幅回路 220、バッファ 232、二値化回路 230 が、請求項に記載した複数段の増幅回路に該当する。増幅作用を有しない、レベル変換や、レベル比較、レベル判定も、増幅回路に含むものとする。

【0045】**[その他の変形例]**

本発明の実施形態は、上記の形態に限定されるものではなく、その他にも以下に例示される様な変形を行っても良い。この様な変形や応用によっても、本発明の作用に基づいて本発明の効果をj得ることができる。

感度の向上の観点から倍電圧回路を使用することが望ましいが、用いなくとも本発明に

より感度や検出精度は改善される。増幅回路 220 は検出信号と参照信号とのレベルの大小関係を判定する判定回路であっても良い。感度向上および検出精度の向上の観点からも検波・増幅回路 210 には差動増幅器を用いることが望ましいが、用いなくとも本件発明により感度および検出精度は改善される。

【産業上の利用可能性】

【0046】

前述の本発明の技術分野は、我が国の現行の電波法に基づいて言及したものであり、その規定に従うものであるので、国、地域若しくは時代の変遷などに伴う電波に関する法規制の変更によっては、その他の応用分野も十分にあり得るものと考えられる。

しかしながら、本発明が特定周波数の高周波信号 (RF) を入力して直流電位 (DC) を出力する RF/DC 変換回路を有する起動信号出力回路に関することに何ら変りはなく、よって、本発明は、それを応用する状態下での規制法 (：電波法) に従う限りにおいて、その他の任意の応用も可能である。

【図面の簡単な説明】

【0047】

【図 1】 実施例 1 の起動信号出力回路 200 の回路図

【図 2】 起動信号出力回路 200 の検波・増幅回路 210 の回路図

【図 3】 倍電圧回路の等価回路を示した回路図

【図 4】 起動信号出力回路 200 の増幅回路 220 の回路図

【図 5-A】 容量 C1、C2、C3 を設けない場合の検波・増幅回路 210 の出力信号 V1outb を示すグラフ

【図 5-B】 容量 C1、C2、C3 を設けない場合の増幅器 220 の出力信号 V2outa を示すグラフ。

【図 6-A】 高周波信号の受信時及びその直後の非受信時における増幅回路 220 の各入力信号 (図 4 の b 点、a 点の電位) を示すグラフ

【図 6-B】 増幅回路 220 の各入力信号 (図 4 の b 点、a 点の電位) に含まれる雑音の周波数成分を示したグラフ

【図 7-A】 図 6-A と同一時刻におけるバッファ 232 の出力信号 V3out を示すグラフ

【図 7-B】 バッファ 232 の出力信号 V3out に含まれる雑音の周波数成分を示したグラフ (極小点近傍の拡大図)

【図 7-C】 バッファ 232 の出力信号 V3out に含まれる雑音の周波数成分を示したグラフ

【図 8-A】 図 6 に基づいて、S/N 比を直感的に示すための増幅回路 220 の入力信号を示したグラフ

【図 8-B】 図 7 に基づいて、S/N 比を直感的に示すためのバッファ 232 の出力信号 V3out を表現したグラフ

【符号の説明】

【0048】

200 : 起動信号出力回路 (実施例 1)

210 : 検波・増幅回路

220 : 増幅回路

230 : 二値化回路

232 : バッファ

Cn : 段間容量 (n は自然数)

MC : マッチング回路

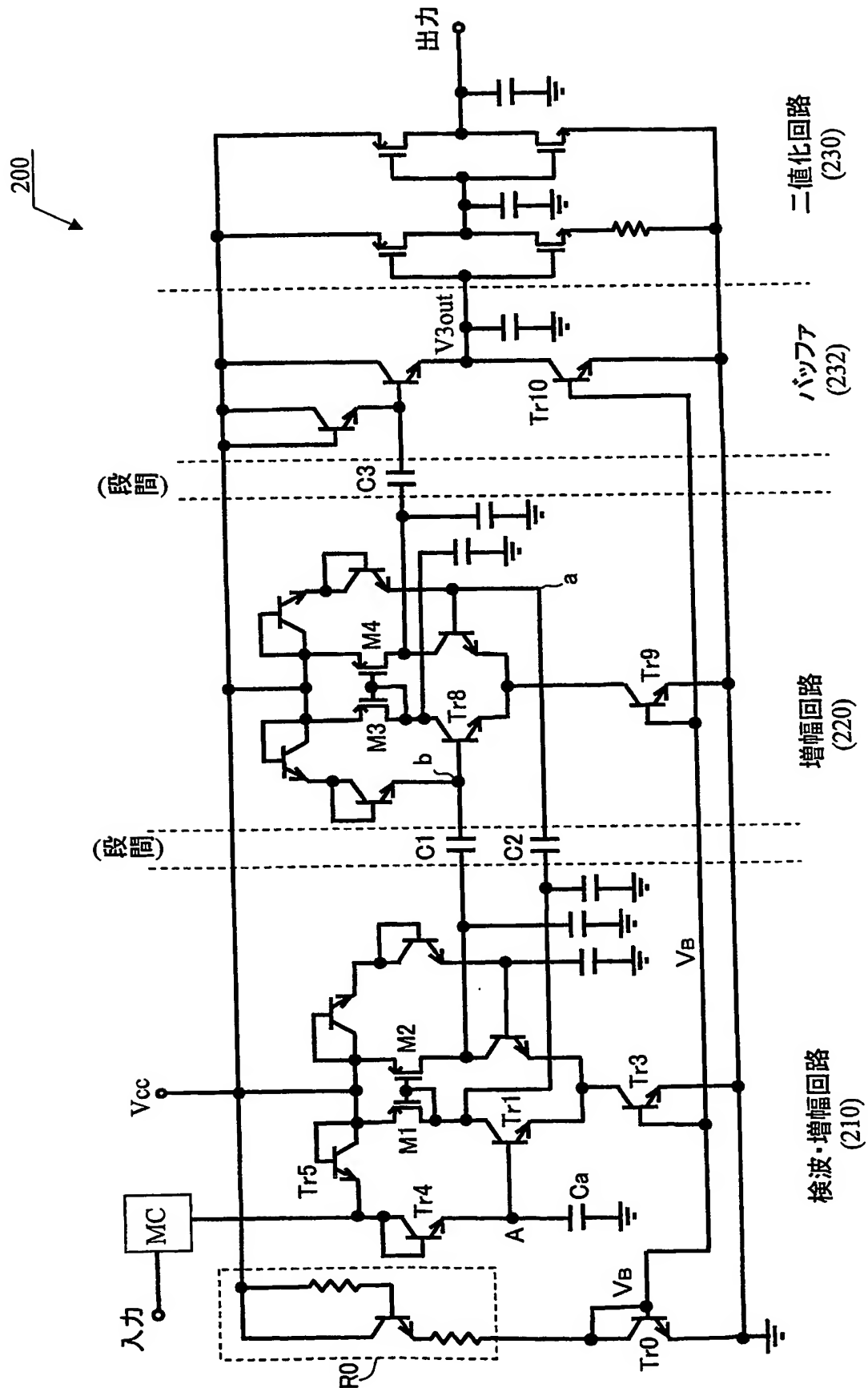
Trn : トランジスタ (n は自然数)

Tr0 : カレントミラー回路を構成する基準トランジスタ

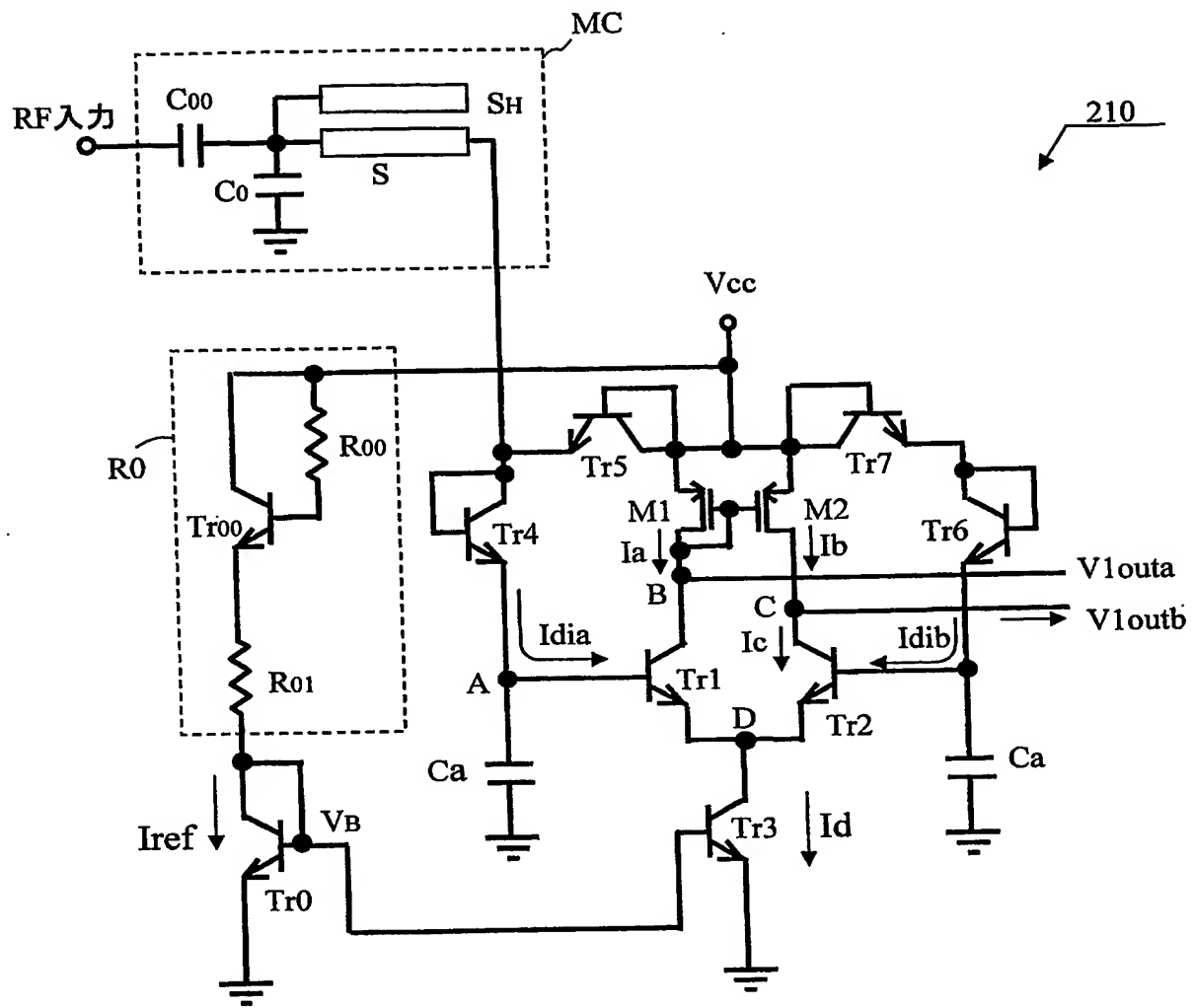
R0 : 基準トランジスタ Tr0 の負荷

Mn : MOSFET (n は自然数)

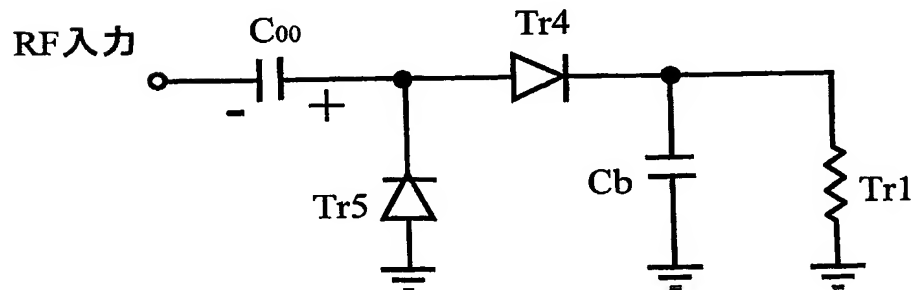
【書類名】 図面
【図 1】



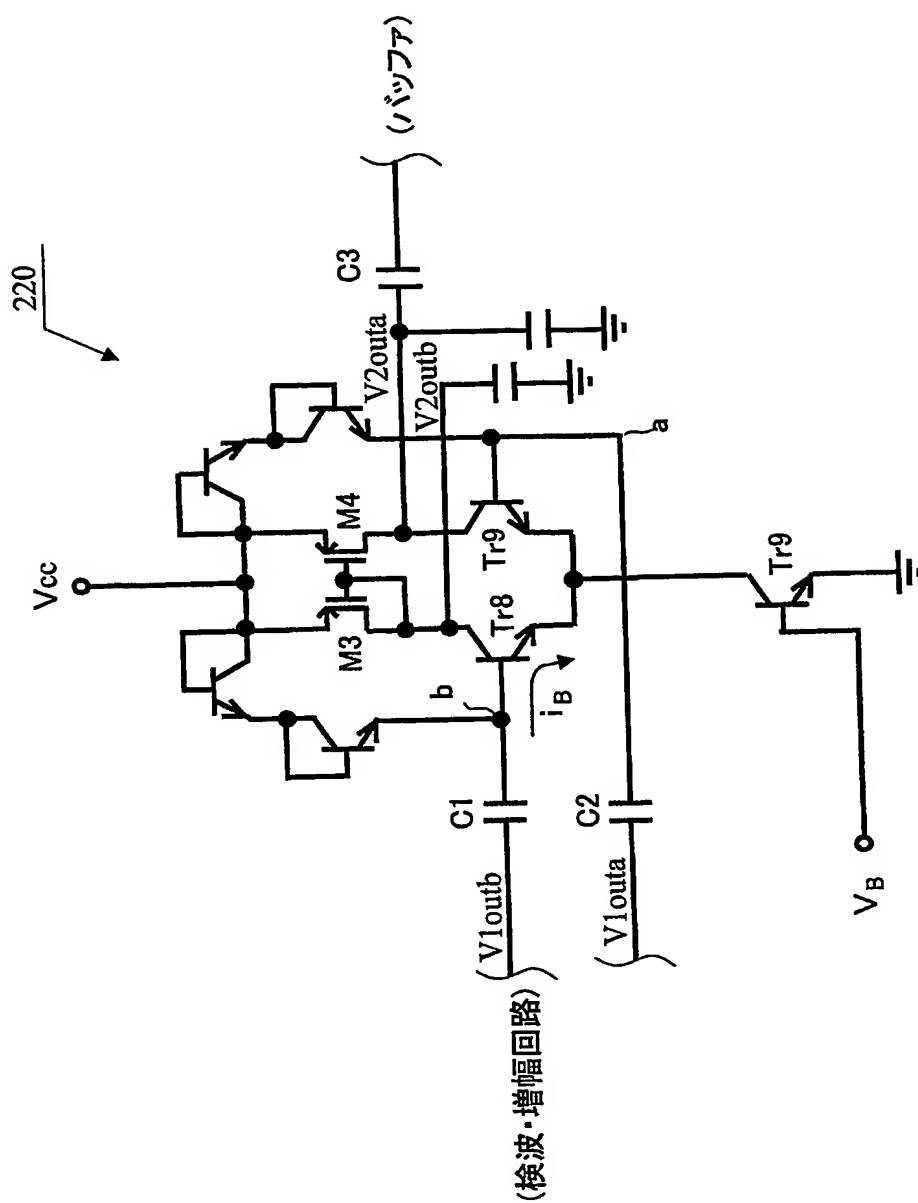
【図 2】



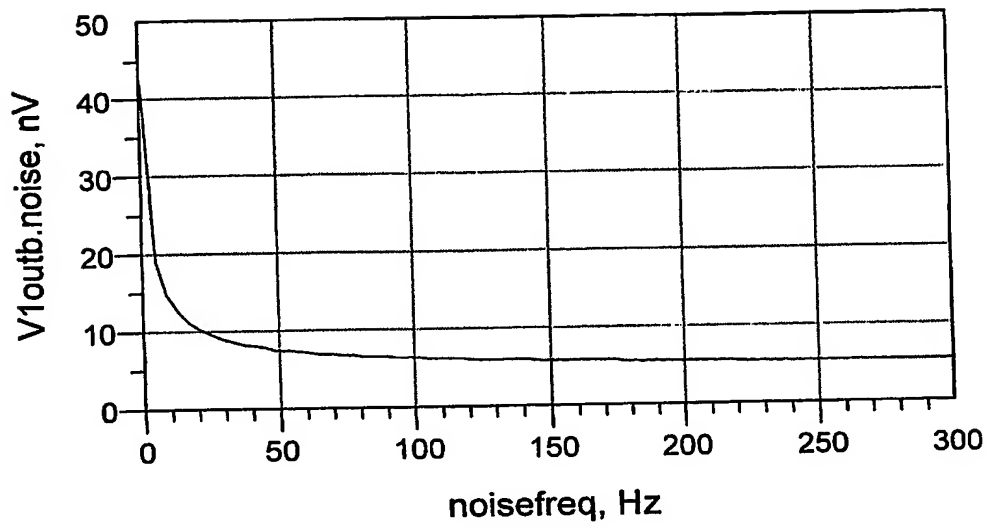
【図 3】



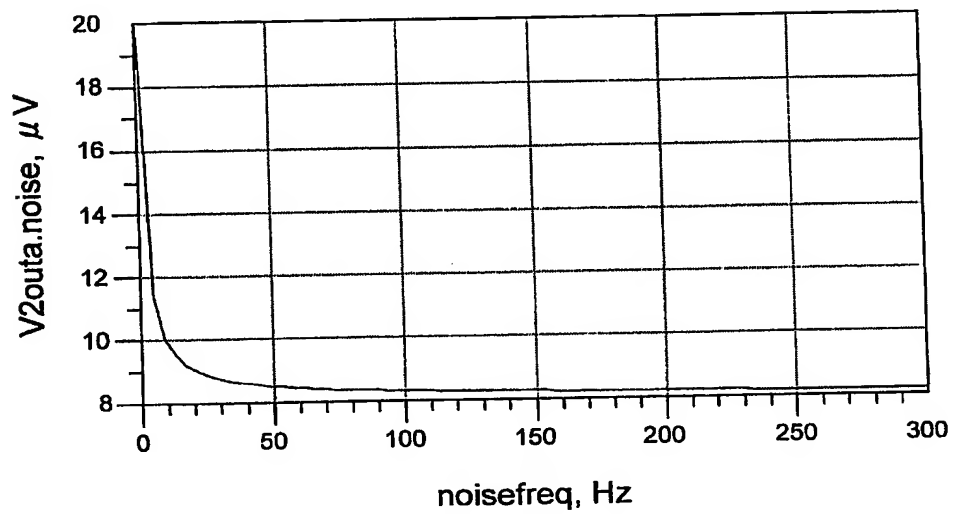
【図 4】



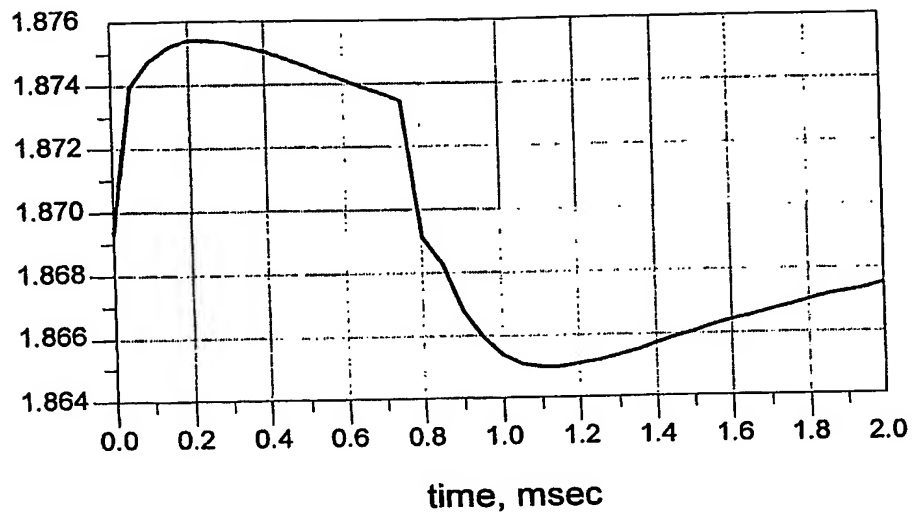
【図 5-A】



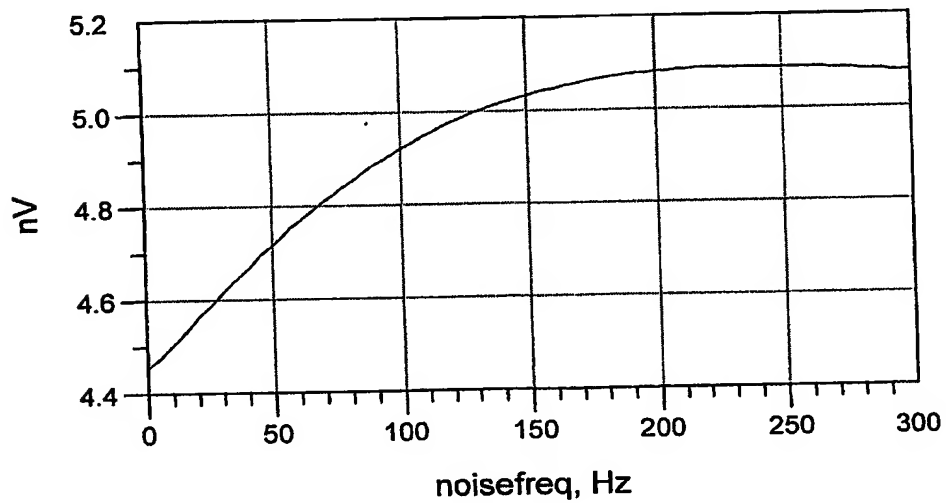
【図 5-B】



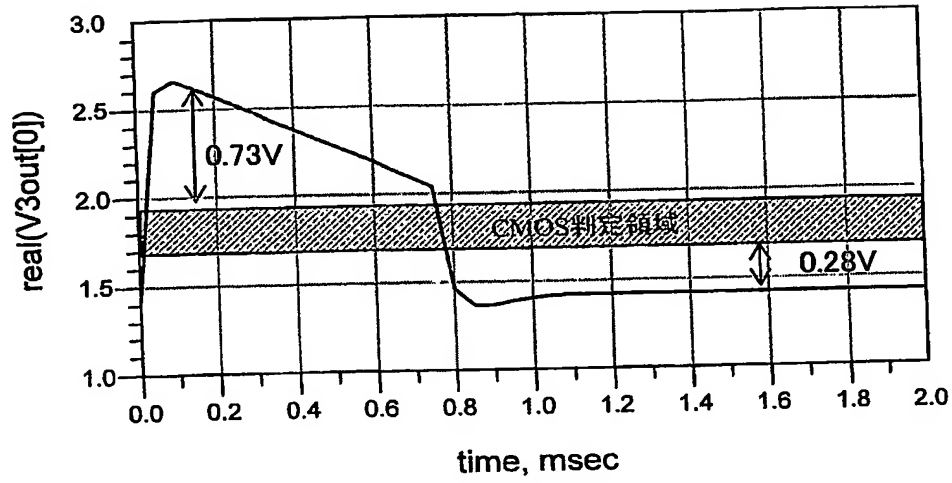
【図 6-A】



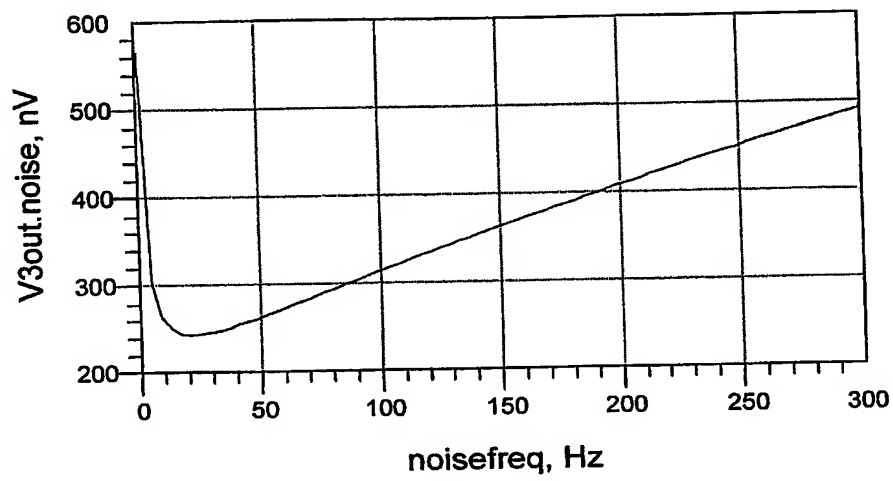
【図 6-B】



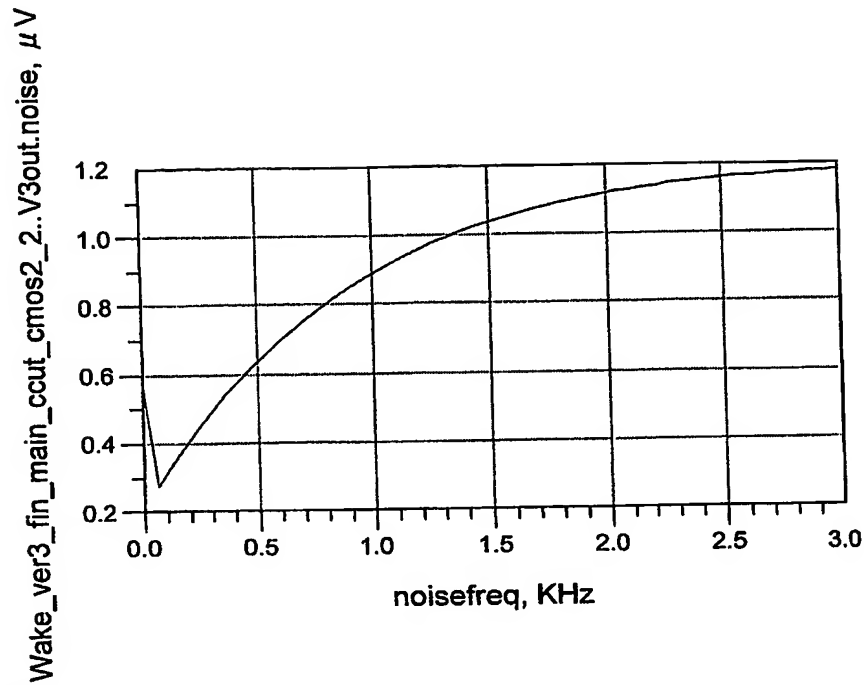
【図 7-A】



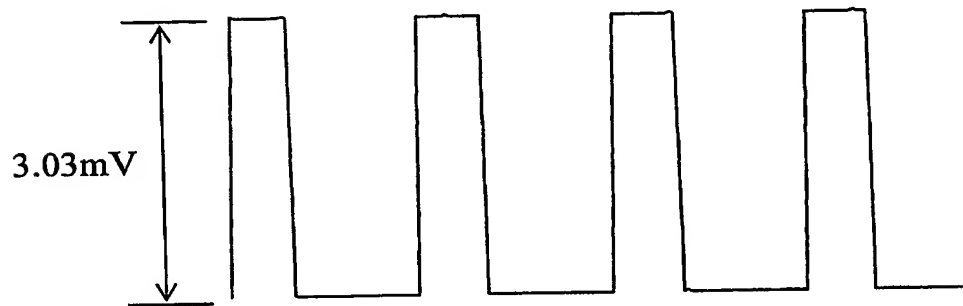
【図 7-B】



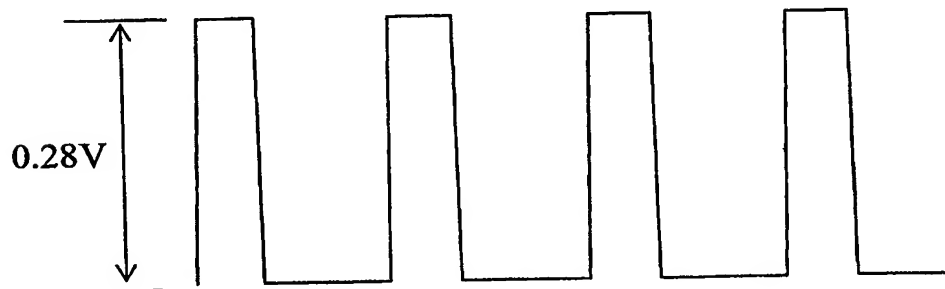
【図 7 - C】



【図 8 - A】



【図 8 - B】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】高周波信号を検出する起動信号出力回路における S/N 比、検出感度、検出精度の向上

【解決手段】複数段の増幅回路の段間に容量を挿入すると、その容量 C と次段の増幅回路の入力インピーダンス $|Z|$ によって、ハイパスフィルタが生成されるため、そのカットオフ周波数 f_c よりも小さな周波数成分は、遮断されて後段には伝搬されない。一方、間欠的に発信する高周波信号の包絡線による基本波成分以上の高周波成分は後段に伝搬させることができる。この結果、DC オフセット電位の伝搬を遮断し、フリッカー雑音など直流または直流付近に大きな電力を有する雑音を効果的に遮断することができる。これにより、 S/N 比、検出感度、検出精度の向上を実現することができる。

【選択図】図 1

特願 2 0 0 3 - 4 1 9 0 1 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 3 6 0 9]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 9 月 6 日
[変更理由]	新規登録
住 所	愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1
氏 名	株式会社豊田中央研究所

特願 2 0 0 3 - 4 1 9 0 1 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 4 2 6 0]

1. 変更年月日

1 9 9 6 年 1 0 月 8 日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地

氏 名

株式会社デンソー

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP04/018701

International filing date: 15 December 2004 (15.12.2004)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2003-419014
Filing date: 17 December 2003 (17.12.2003)

Date of receipt at the International Bureau: 17 February 2005 (17.02.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse